

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant(s): KANAZAWA, et al.
Serial No.: Not yet assigned
Filed: December 24, 2003
Title: NEGATIVE FEEDBACK AMPLIFIER FOR TRANSMITTER,
TRANSMITTER, AND METHOD OF CORRECTING ERROR IN
THE NEGATIVE FEEDBACK AMPLIFIER
Group: Not yet assigned

LETTER CLAIMING RIGHT OF PRIORITY

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

December 24, 2003

Sir:

Under the provisions of 35 USC 119 and 37 CFR 1.55, the applicant(s)
hereby claim(s) the right of priority based on Japanese Patent Application No.(s)
2002-371767, filed December 24, 2002.

A certified copy of said Japanese Application is attached.

Respectfully submitted,

ANTONELLI, TERRY, STOUT & KRAUS, LLP



Alan E. Schiavelli
Registration No. 32,087

AES/alb
Attachment
(703) 312-6600

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

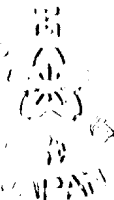
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 2 年 1 2 月 2 4 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 2 - 3 7 1 7 6 7
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 2 - 3 7 1 7 6 7]

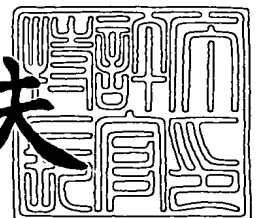
出 願 人 株式会社日立国際電気
Applicant(s):



2 0 0 3 年 1 0 月 2 8 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特 2 0 0 3 - 3 0 8 8 7 7 3

【書類名】 特許願

【整理番号】 NT02P0688

【提出日】 平成14年12月24日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H03F 1/34

H04B 7/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都小平市御幸町 3 2 番地 株式会社日立国際電気内

【氏名】 金澤 昌幸

【発明者】

【住所又は居所】 東京都小平市御幸町 3 2 番地 株式会社日立国際電気内

【氏名】 工藤 雅則

【特許出願人】

【識別番号】 000001122

【氏名又は名称】 株式会社日立国際電気

【代理人】

【識別番号】 100068504

【弁理士】

【氏名又は名称】 小川 勝男

【電話番号】 03-3661-0071

【選任した代理人】

【識別番号】 100086656

【弁理士】

【氏名又は名称】 田中 恭助

【電話番号】 03-3661-0071

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 081423

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 負帰還増幅器の校正方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信するデータから生成された入力ベースバンド信号の同相成分と直交成分をそれぞれ別個の加算器を介して入力して直交変調する直交変調器と、該直交変調器の出力の変調信号を電力増幅する電力増幅器と、該電力増幅器の出力する変調信号の一部を直交復調して、帰還ベースバンド信号の同相成分と直交成分を出力する直交復調器とを備え、上記加算器において上記入力ベースバンド信号の同相成分から上記帰還ベースバンド信号の同相成分を減じ、上記入力ベースバンド信号の直交成分から上記帰還ベースバンド信号の直交成分を減ずる減算が行なわれる負帰還増幅器の校正方法であって、

上記直交復調器によって発生する、上記帰還ベースバンド信号の同相成分と直交成分が持つ位相誤差及び振幅誤差を予め検出する誤差検出工程と、

検出した位相誤差及び振幅誤差をメモリに予め格納する記憶工程と、

該メモリに記憶した位相誤差及び振幅誤差を用いて、上記入力ベースバンド信号の同相成分と直交成分に対してベクトル補正を施すベクトル補正工程とを有することを特徴とする負帰還増幅器の校正方法。

【請求項 2】

上記負帰還増幅器は、上記メモリと、上記ベクトル補正を行なうベクトル補正器とを更に備えていることを特徴とする請求項 1 に記載の負帰還増幅器の校正方法。

【請求項 3】

上記誤差検出工程は、上記加算器から上記直交変調器に入力する同相成分と直交成分から上記位相誤差及び振幅誤差を検出する誤差検出器において行なわれ、

上記負帰還増幅器は、該誤差検出器を更に備えていることを特徴とする請求項 2 に記載の負帰還増幅器の校正方法。

【請求項 4】

上記送信するデータは、既知の固定パターンを配置するタイミングを有する送

信フレームによって構成されており、

上記誤差検出器は、送信フレーム毎又は間欠の送信フレーム毎に、上記固定パターンを用いて上記位相誤差及び振幅誤差を検出することを特徴とする請求項3に記載の負帰還増幅器の校正方法。

【請求項5】

上記送信するデータは、トレーニングタイミングが先頭に設置された送信フレームによって構成されており、

上記誤差検出工程は、該トレーニングタイミングにテスト用の信号を予め挿入する工程を含み、

上記誤差検出器は、送信フレーム毎又は間欠の送信フレーム毎に、上記テスト用の信号を用いて上記位相誤差及び振幅誤差を検出することを特徴とする請求項3に記載の負帰還増幅器の校正方法。

【請求項6】

上記誤差検出工程は、上記負帰還増幅器の出力端子に変調精度を測定するための送信機テストを接続し、該送信機テストを用いて変調精度を最小にする位相誤差及び振幅誤差を予め検出する工程であることを特徴とする請求項1に記載の負帰還増幅器の校正方法。

【請求項7】

上記誤差検出工程は、互いに直交するトーン信号を位相誤差及び振幅誤差を予め検出するためのテスト信号として使用することを特徴とする請求項1に記載の負帰還増幅器の校正方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直交変調信号を電力増幅する増幅器の非線形歪みを補償するカーテシアンループ方式の負帰還増幅器に係り、特に帰還ループに用いる直交復調器の位相誤差及び振幅誤差を校正する方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

カーテシアンループ方式の負帰還増幅器は、互いに直交する信号を用いて負帰還を行なう増幅器であり、 $\pi/4$ シフト QPSK 変調方式や 16 値 QAM 変調方式等の線形変調方式を採用したデジタル無線通信システム、特に、狭帯域デジタル無線通信システムにおいて、送信機における電力増幅器の非線形歪みを補償する電力増幅器として採用される。この種の負帰還増幅器では、回路を構成する直交変調器及び直交復調器、特に後者の電氣的性能が送信機全体の性能を決定する。

【0003】

従って、従来の設計では、これらに高精度の回路部品を用いて設計することが主に行なわれていた（例えば、非特許文献 1 参照）。以下、図 9、図 10 を用いて従来技術を説明する。

【0004】

図 9 は、従来の負帰還増幅器を説明するためのブロック図である。初めに負帰還増幅器の動作について説明する。図 9 において、送信データに所定のデジタル変調方式を施すことによって生成された入力ベースバンド信号の同相成分即ち I 信号及び直交成分即ち Q 信号が LPF 4a, 4b を通して送信ベースバンド信号 I_{tx} , Q_{tx} が加算器 5a, 5b に入力される。ここで、PN 発生部 (PN GEN) 90 は、PN (Pseudo Noise) 符号系列の送信データを発生する手段、通信論理部 91 は、送信データを所定の通信フォーマット及び変調方式に従って、対応する I, Q 信号に変換して D/A 変換器 (図にはない) より出力する手段である。

【0005】

一方、加算器 5a, 5b には、直交復調器 13 出力の帰還ベースバンド信号 I_d , Q_d が入力され、加算器 5a, 5b は、送信ベースバンド信号 I_{tx} , Q_{tx} からそれぞれ信号 I_d , Q_d を減算する即ち負の加算を行なう。加算器 5a, 5b の出力信号は、直交変調器 7 に入力され、他方から入力された局部発振回路 9 出力のローカル信号 LO によって直交変調されて出力される。

【0006】

直交変調器 7 は、局部発振回路 9 からのローカル信号 LO (角周波数: ω_0) を入力して位相が 90 度異なる 2 つのローカル信号 $LO_i (= \cos \omega_0 t)$, L

$O_q (= \sin \omega t)$ を出力する 90 度移相器 31a と、ミキサ 32a, 32b 及び加算器 33 で構成される。ミキサ 32a, 32b で入力 I_m , Q_m 信号は、それぞれローカル信号 LO_i , LO_q と乗算されてアップコンバートされた後、加算器 33 で加算されて直交変調信号である無線信号となる。

【0007】

直交変調器 7 出力の無線信号は、電力増幅器 8 で電力増幅された後、出力端子 11 より出力される。通常は、出力端子 11 にはアンテナが接続されてそこから電波が放射される。

【0008】

電力増幅器 8 出力の無線信号の一部は、方向性結合器 10 で分岐されて直交復調器（直交検波器とも呼ばれる）13 に入力される。直交復調器 13 は、他方から入力された局部発振回路 9 出力のローカル信号 LO を入力して位相が 90 度異なる 2 つのローカル信号 $LO_i (= \cos \omega t)$, $LO_q (= \sin \omega t)$ を出力する 90 度移相器 31b と、ミキサ 32c, 32d で構成される。

【0009】

直交復調器 13 において、上記無線信号の一部は、ミキサ 32c, 32d で入力信号とローカル LO_i , LO_q とそれぞれ乗算されて帰還ベースバンド信号 I_d , Q_d となる。そして、この帰還ベースバンド信号 I_d , Q_d が加算器 5a, 5b で送信ベースバンド信号 I_{tx} , Q_{tx} に負帰還されることによって負帰還ループが形成され、電力増幅器 8 の非線形歪みが補償される。

【0010】

次に、直交変調器及び直交復調器の送信性能への影響について説明する。図 9 において、90 度移相器 31a, 31b には位相の不均衡が存在し、ミキサ 32a, 32b, 32c, 32d の利得の不均衡によって I 信号と Q 信号の間に振幅誤差が存在する。ここで、2 つのローカル信号 LO_i , LO_q 間の理想的な位相差（90 度）を基準とした位相誤差を δ で表し、I 信号を基準とした Q 信号の振幅誤差を κ で表すこととする。

【0011】

これらの誤差（ δ , κ ）によって、送信波に含まれる I-Q 信号空間上の収束

点が理想的な収束点からずれてしまうため、結果としてこの送信波を受信した受信機の感度が劣化する問題が生じる。

【0012】

例えば、 $\pi/4$ シフトQPSK変調方式を例に説明する。図10の説明図において、○印で示した8個のポイントがI-Q平面上の理想的な収束点（単位円の円周上に45度間隔に配列された8点）を表している。いま、直交変調器7又は直交復調器13において、90度移相器31a又は31bに位相不平衡（位相誤差： δ ）が生じて、 $L O q = \sin(\omega o t + \delta)$ であるとする。この現象は、I-Q平面上に置き換えると、図10のようにI軸と90度の位相関係にあるQ軸が δ だけ回転して Q_z となることに相当する。図10は、 $\delta = 10$ 度の一例であり、このときの8つの収束点は○印から△印の位置に移動される。このときの移動ベクトルを残留ベクトルエラーと呼び、更に全収束点の残留ベクトルエラーに関する実効値を変調精度（EVM）と呼ぶこととする。理想的な収束点（○印）の配置が真円であったのに比べて、位相誤差 δ によって実際の収束点（△印）の配置は傾いた楕円に変形されるため、送信性能（変調精度）が劣化することになる。また、ミキサ間の利得の不平衡によってI信号とQ信号の間の振幅誤差 κ が加わると上記の楕円が更に歪み、劣化が増大することになる。

【0013】

従来の負帰還増幅器では、上記の問題の対策として、広帯域特性を有する高精度のリング変調器を採用することにより、変調精度の劣化を防止していた。

【0014】

【非特許文献1】

1989年電子情報通信学会春季全国大会 講演論文集、B-815、島崎他「線形変調を用いたデジタル移動通信装置の試作」

【0015】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、前述の従来技術には以下の課題があった。

【0016】

第1の課題は、リング変調器のようなマイクロ波回路を採用しているため、小

型化及び低価格化の面で不利であり、特に、無線周波数が低い（例えば V H F 以下）の場合には、携帯無線機等の端末への適用が難しい問題があった。そのため、市販の直交変調器及び直交復調器の I C（Integrated Circuit）を採用せざるを得ず、当該 I C の電氣的性能によって送信機の変調精度が決まってしまう、変調精度を改善するためには、汎用品の I C から高価な高精度の I C へ変更するか、市販品にこのような高精度品がない場合は、新たに I C を開発する必要があった。

【0017】

第2の課題は、リング変調器又は I C を採用した場合でも、工場出荷後の誤差の劣化（経時変化、温度変化等）を校正することができないため、定期的なメンテナンス作業（例えば、工場引き取り等による再校正）が必要であった。

【0018】

本発明の主たる目的は、負帰還増幅器の誤差を検出・校正する方法を提供し、市販の汎用 I C を採用した負帰還増幅器においても、変調精度の改善を可能にすることにあり、とりわけ、変調精度への影響の主たる原因である直交復調器の誤差を検出・校正する方法を提供することにある。

【0019】

本発明の第1の付帯的な目的は、校正に関わる一連の調整作業を自動化することにある。

【0020】

本発明の第2の付帯的な目的は、工場出荷後のメンテナンスフリーを実現することにある。

【0021】

【課題を解決するための手段】

上記の主たる目的を達成するために、本発明の負帰還増幅器の校正方法は、汎用の直交復調器が出力する帰還ベースバンド信号の同相成分と直交成分を加算器に入力する負帰還増幅器の校正方法であって、工場調整時に、上記直交復調器によって発生する、上記帰還ベースバンド信号の同相成分と直交成分が持つ位相誤差及び振幅誤差を検出すると共に、検出した位相誤差及び振幅誤差をメモリに格

納しておき、運用時に該メモリに記憶した位相誤差及び振幅誤差を用いて、上記入力ベースバンド信号の同相成分と直交成分に対してベクトル補正を施すことを最大の特徴とする。そのために、負帰還増幅器には、上記のメモリと、上記のベクトル補正を実行するベクトル補正器が備えられる。

【0022】

上記の第1の付帯的な目的を達成するために、本発明の負帰還増幅器の校正方法は、上記の誤差検出を、加算器から直交変調器に入力する同相成分と直交成分から上記の位相誤差及び振幅誤差を検出する誤差検出器において行なうようにし、負帰還増幅器に上記誤差検出器を備えることを特徴とする。誤差検出が人手によらずに誤差検出器において自動的に行なわれ、調整作業が簡易化される。

【0023】

上記の第2の付帯的な目的を達成するために、本発明の負帰還増幅器の校正方法は、トレーニングタイミング又は既知の固定パターンを配置するタイミングを有する送信フレームによって送信データを構成し、上記誤差検出器において、送信フレーム毎又は間欠の送信フレーム毎に、上記トレーニングタイミングに挿入したテスト用の信号又は上記固定パターンを用いて上記位相誤差及び振幅誤差を検出することを特徴とする。

【0024】

【発明の実施の形態】

以下、本発明に係る負帰還増幅器の校正方法を図面に示した発明の実施の形態を参照して更に詳細に説明する。なお、図1、図3及び図7における同一の符号は、同一物又は類似物を表示するものとする。

【0025】

本発明の第1の実施の形態を図1及び図2を用いて説明する。本実施形態では、汎用の直交復調器13（例えば、市販の直交復調器IC）を採用し、その校正を行なう方法が示される。図1は、本方法に用いるカーテシアンループ負帰還増幅器の構成図である。

【0026】

入力ベースバンドI信号及び入力ベースバンドQ信号のデジタル信号は、入力

端子 1 a, 1 b よりそれぞれ入力され、ベクトル補正器 2 で直交復調器 13 の位相誤差 δ 及び振幅誤差 κ の両者即ち誤差 (δ , κ) をキャンセルするベクトル補正処理を施される。

【0027】

補正後の I, Q 信号は、D/A 変換器 3 a, 3 b に入力され、D/A 変換器 3 a, 3 b でアナログ信号に変換される。アナログ信号は、LPF 4 a, 4 b で不要の周波数成分が除去されて送信ベースバンド信号 I_{tx} , Q_{tx} となり、加算器 5 a, 5 b に入力される。

【0028】

加算器 5 a, 5 b では、更に直交復調器 13 出力の帰還ベースバンド信号 I_d , Q_d が入力され、送信ベースバンド信号 I_{tx} , Q_{tx} とそれぞれ負の加算が行なわれる。加算後の信号は、ループフィルタ 6 a, 6 b で帯域制限された後に直交変調器 7 に入力され、他方から入力された局部発振回路 9 出力のローカル信号 LO によって直交変調されて無線信号として出力される。

【0029】

直交変調器 7 は、局部発振回路 9 からのローカル信号 LO (角周波数: ω_o) を入力して位相が 90 度異なる 2 つのローカル信号 $LO_i (= \cos \omega_o t)$, $LO_q (= \sin \omega_o t)$ を出力する 90 度移相器 31 a と、ミキサ 32 a, 32 b 及び加算器 33 で構成される。ミキサ 32 a, 32 b で入力 I_m , Q_m 信号は、それぞれローカル信号 LO_i , LO_q と乗算されてアップコンバートされた後、加算器 33 で加算されて無線信号となる。

【0030】

直交変調器 7 出力の無線信号は、電力増幅器 8 で電力増幅された後、出力端子 11 より出力される。電力増幅器 8 出力の無線信号の一部は、方向性結合器 10 で分岐されて減衰器 12 で所定の帰還路レベルまで減衰されて直交復調器 13 に入力される。

【0031】

直交復調器 13 は、他方から入力された局部発振回路 9 出力のローカル信号 LO を入力して位相が 90 度異なる 2 つのローカル信号 $LO_i (= \cos \omega_o t)$

、 $LOq (= \sin \omega t)$ を出力する 90 度移相器 31b と、ミキサ 32c、32d で構成される。

【0032】

直交復調器 13 において、上記の無線信号の一部は、ミキサ 32c、32d で入力信号とローカル LOi 、 LOq とそれぞれ乗算されて帰還ベースバンド信号 Id 、 Qd となり、加算器 5a、5b に供給される。この帰還ベースバンド信号 Id 、 Qd が加算器 5a、5b で送信ベースバンド信号 I_{tx} 、 Q_{tx} に負帰還されることによって負帰還ループが形成され、電力増幅器 8 の非線形歪みが補償される。

【0033】

直交復調器 13 の誤差を検出・調整するために、工場での調整作業において操作者は、出力端子 11 に送信機テスト 22 を接続し、入力端子 1a、1b に送信機テスト 22 で規定されたテスト I、Q 信号を入力して送信機テスト 22 出力の変調精度 (EVM) をモニタする。送信機テスト 22 は、入力した送信波の変調精度 (EVM、単位：%) を解析して、その結果を出力する専用の計測装置である。

【0034】

また、操作者は、入力端子 26a、26b にパーソナルコンピュータ等の端末装置を接続し、キーボード等の入力機器を用いてベクトル補正器 2 に初期値を入力する。初期値は、仮の設定データであり、例えば $\delta = 0$ 、 $\kappa = 1$ である。該データは、切替器 25 を介してベクトル補正器 2 に入力され、同補正器の補正量が設定される。

【0035】

次に操作者は、EVM 値をモニタしながら上記端末装置のキーボードを操作して δ と κ の値を初期値を中心に増減させながら EVM 値が変化するのを確認し、さらに EVM 値が最小になる値を探す。このとき、理想状態では EVM 値が 0% になる。また図 10 の例では \triangle 印の収束点が \bigcirc 印の理想収束点に移動し、収束点の軌跡が楕円形から単位円になる。

【0036】

そして、EVMが最小になる δ と κ が決定した時点で、その δ と κ の値を入力端子17a, 17bを介してメモリ16に格納して工場での調整作業を終了する。

【0037】

なお、以上の説明では、調整作業を手動で行なう場合を述べたが、送信機テスト22をGPIB等の外部インタフェースを介してパーソナルコンピュータ等の装置に接続し、自動調整することも可能である（例えば、パーソナルコンピュータに反復法等の解析プログラムを搭載して、EVM値を最小にする δ と κ の値を探し出し、求めた値をメモリに格納する）。

【0038】

フィールド運用時には、電源投入時に本メモリ16に格納した値を読み出して切替器25を介してベクトル補正器2に入力して補正量を設定し、入力I, Q信号に対して直交復調器13の誤差をキャンセルするベクトル補正処理を施す。そして補正後のI, Q信号を負帰還増幅器に入力するようにする。以上の校正方法により運用時において直交復調器13の誤差が校正される。

【0039】

次に、ベクトル補正器の構成を図2に示す。入力信号I, Qに対して δ と κ の関数で表される α と β を以下の式(1)、式(2)に従って演算したIc, Qcを出力する構成である。

【0040】

$$I_c = I + \alpha \cdot Q \quad (1)$$

$$Q_c = \beta \cdot Q \quad (2)$$

ここで、

$$\alpha = -\tan \delta \quad (3)$$

$$\beta = 1 / (\kappa \cdot \cos \delta) \quad (4)$$

変換器25が式(3)と式(4)の演算を行ない、加算器27及び乗算器28aと乗算器28bが式(1)と式(2)のベクトル演算を行なう。変換器25は、デジタルシグナルプロセッサ(DSP)や、変換値を予めROM(Read Only Memory)に格納しておくROMテーブルによって容易に実現が可能である。

【0041】

このように、入力 I, Q 信号に対し、予め直交復調器 13 の誤差 (δ , κ) をキャンセルするような式 (1) と式 (2) のベクトル演算を施すことにより、直交復調器 13 の誤差が相殺される。

【0042】

以上、本実施形態により、直交復調器に汎用的な市販の IC 化したものを使用することができ、高精度のマイクロ波回路部品を使用することなく帰還増幅器を校正することが可能になる。

【0043】

次に、位相誤差及び振幅誤差を誤差検出器によって検出するようにした本発明の第 2 の実施の形態を図 3、図 4 を用いて説明する。図 3 は、送信機テストを使用しない直交復調器の校正方法を実行するのに用いるカーテシアンループ負帰還増幅器であり、その主要部分の構成及び動作は図 1 と同様であるが、本実施形態では、特に誤差検出器 30 が設けられる。誤差検出器 30 は、位相差検出器 14 及び振幅差検出器 15 からなる。

【0044】

図 3 において、工場において直交復調器 13 の誤差 (δ , κ) を検出・調整するために、出力端子 11 に終端器 31 を接続する。続いて、入力端子 1a, 1b にそれぞれテスト用 I, Q 信号を入力し、更に誤差検出器 30 に直交変調器 7 入力の I, Q 信号 I_m , Q_m を入力する。

【0045】

調整開始時、ベクトル補正器 2 には、CPU 等 (図にはない) によって入力端子 26a, 26b から初期値 (例えば $\delta = 0$, $\kappa = 1$) が切替器 25 を介して入力され、同補正器に設定される。誤差検出器 30 の位相差検出器 14 は、入力した I_m , Q_m 信号間の位相誤差 δ を検出して δ 情報を出力し、振幅差検出器 15 は入力した I_m , Q_m 信号間の振幅誤差 κ を検出して κ 情報を出力する。検出終了後、 δ , κ の情報がメモリ 16 にそれぞれ格納され、調整作業が終了する。

【0046】

フィールド運用時には、電源投入時に本メモリ 16 に格納した値が読み出され

て切替器 25 を介してベクトル補正器 2 に入力され、同補正器にて設定される。それにより、入力 I, Q 信号に対して直交復調器 13 の誤差をキャンセルするベクトル補正処理が施され、補正処理後の I, Q 信号が負帰還増幅器に入力される。

【0047】

ここで、誤差検出器 30 の動作を図 4 を用いて説明する。調整に用いるテスト用 I, Q 信号として、以下の式で表される、位相差が 90 度の関係（直交関係）にあるトーン信号（角周波数： ωa 、周期： $T = 2\pi / \omega a$ ）

$$I(t) = \cos(\omega a \cdot t) \quad (5)$$

$$Q(t) = \sin(\omega a \cdot t) \quad (6)$$

が一例として用いられる。なお、説明を簡単にするため、ベクトル補正器 2 ではベクトル補正が行なわれず（即ち、ベクトル補正器 2 には $\delta = 0$, $\kappa = 1$ が設定されている）、従って、位相差及び振幅差はそのままの値が保たれているものとする。

【0048】

図 4 a は、直交復調器 13 に誤差がない場合（ $\delta = 0$, $\kappa = 1$ ）のときの Im, Qm 信号の波形の比較を示している。Im 信号と Qm 信号は、式（5）,（6）に示す入力テスト用信号と同様な直交するトーン波形になる。このとき位相差検出器 14 は、2 つの信号 Im, Qm の位相を比較し、90 度を基準とした位相誤差 δ （この場合は $\delta = 0$ ）を検出して、 $\delta = 0$ の情報を出力する。更に、振幅差検出器 15 は、2 つの信号 Im, Qm の最大振幅を比較し、I 信号を基準とした Q 信号の振幅比 κ （この場合は $\kappa = 1$ ）を検出して、 $\kappa = 1$ の情報を出力する。

【0049】

次に、図 4 b は、直交復調器 13 に誤差がある場合（ $\delta = \delta 1$, $\kappa = \kappa 1$ ）のときの Im, Qm 信号の波形の比較を示している。直交復調器 13 の誤差（ $\delta 1$, $\kappa 1$ ）によって、Im 信号に対して Qm 信号が $\delta 1$ の位相シフトと $\kappa 1$ の振幅変化を受ける。

【0050】

位相差検出器 14 は、2つの信号 I_m 、 Q_m の位相を比較し、90度を基準とした位相誤差 δ (この場合は $\delta 1$) を検出して、 $\delta = \delta 1$ の情報を出力する。更に、振幅差検出器 15 は、2つの信号 I_m 、 Q_m の最大振幅を比較し、 I 信号を基準とした Q 信号の振幅比 κ (この場合は $\kappa 1$) を検出して、 $\kappa = \kappa 1$ の情報を出力する。

【0051】

図5に位相差検出器 14 の回路構成の一例を示し、図6にその動作の波形図を示す。位相差検出器 14 は、比較器 39 a、39 b、ANDゲート 40、カウンタ 41、フリップフロップ 42 及び、減算器 43 で構成される。

【0052】

テスト用 I 、 Q 信号として式 (5)、(6) に示す直交するトーン信号を使用した場合の位相差検出器 14 入力の I_m 、 Q_m 信号波形を図6 a に示す。なお、簡単のために振幅誤差を無視 ($\kappa = 1$) して位相誤差 δ のみを考え、位相誤差 δ がある ($\delta = \delta 1$) のときの I_m 、 Q_m 信号を実線で、位相誤差が無い ($\delta = 0$) ときの Q_m 信号を破線で示している。

【0053】

比較器 39 a、39 b は、上記 I_m 、 Q_m 信号を入力して、それぞれ中点電位と比較し、論理レベル (H i, L o w) のCOMP_I信号、CMP_Q信号に変換して出力する (図6 b 及び図6 c)。ANDゲート 40 は、両者をに入力して論理積を求める (図6 d)。

【0054】

カウンタ 41 のイネーブル入力端子には、ANDゲート 40 の出力波形 (図6 d) が、クロック入力端子にはクロック信号が、クリア入力端子には許可信号 (例えば図6 e のようにトーン信号の1周期分の区間がH i の波形) がそれぞれ入力される。カウンタ 41 は、許可信号がH i で、且つANDゲート 40 出力がH i の区間 (図6 d のT1区間) をクロックでカウントする。カウンタ 41 出力はフリップフロップ 42 に入力されてから、フリップフロップ 42 の他方クロック入力端子に接続された許可信号 (図6 e) の立下りでラッチされる。フリップフロップ 42 でラッチされたカウンタ値 N は、更に、減算器 43 に入力され、基準

カウンタ値 N_0 (90度の位相差に相当するカウント値) との差が取り出される (図 6 f)。

【0055】

図 6 において、 I_m と Q_m の間に位相誤差 δ が無い ($\delta=0$) ならば、両者の位相差は 90 度の関係にあり、このときの AND ゲート 40 出力の H_i 区間は T_0 、フリップフロップ 42 出力のカウント値は N_0 となるので、減算器 43 出力は 0 (ゼロ) となる。

【0056】

また、 I_m と Q_m の間に位相誤差 $\delta = \delta_1$ がある場合は、AND ゲート出力の H_i 区間は δ_1 に相当する T_d 時間だけ変化して T_1 となり、フリップフロップ 42 出力のカウント値は N_1 となるので、減算器 43 出力は $N_0 - N_1$ となる。例えば、 I 、 Q トーン信号の周波数を 1 kHz、クロックの周波数を 360 kHz とすると、カウンタ 41 の 1 カウント分が 1 度分の位相に相当する (クロックの 360 カウント分が信号の 1 周期即ち 360 度分に相当する) ので、 $N_0 = 90$ として、減算器 43 出力の値 ($N_0 - N_1$) が 1 度の分解能で位相誤差 δ_1 を表していることを意味する。

【0057】

次に、図 7 に振幅差検出器 15 の回路構成の一例を示す。振幅差検出器 15 は、ピークホールド回路 46 a、46 b、A/D 変換器 47 a、47 b 及び、割算器 48 で構成される。

【0058】

テスト用 I 、 Q 信号として前述の式 (5)、(6) に示す直交するトーン信号を使用した場合、図 4 b のような I_m 、 Q_m 信号が振幅差検出器 15 に入力されると、ピークホールド回路 (PH) 46 a、46 b ではそれぞれのピーク電圧 \max_I (この場合は 1)、 \max_Q (この場合は $\kappa 1$) を検出して保持する。検出したピーク電圧を A/D 変換器 47 に入力してデジタルデータに変換し、割算器 48 (DIV) で振幅比 ($\max_Q \div \max_I$) の演算を行ない、振幅誤差 κ (この場合 $\kappa = \kappa 1$) に相当するデータを出力する。

【0059】

以上、本実施形態により、送信機テストのような変調精度測定用のための専用の測定器を使用しないで校正を行なうことが可能になり、一連の調整作業を自動化することが可能になった。

【0060】

次に、校正の全自動化と工場出荷後のメンテナンスフリーを実現させた本発明の第3の実施の形態について図3と図8を用いて説明する。図3において、工場における調整時には前述の第2の実施の形態と同様な方法で直交復調器13の校正を行なう。

【0061】

即ち、工場調整時、ベクトル補正器2は、入力端子26a, 26bから入力された初期値（例えば $\delta = 0$, $\kappa = 1$ ）を切替器25を介して入力して初期設定される。出力端子11が終端器等で終端された状態で、入力端子1a, 1bにテスト用I, Q信号が入力され、誤差検出器30に直交変調器7入力のI, Q信号 I_m , Q_m がそれぞれ入力されて、位相差検出器14が I_m , Q_m 信号間の位相誤差 δ を検出し、振幅差検出器15が I_m , Q_m 信号間の振幅誤差 κ を検出する。検出した δ と κ に関する情報がメモリ16に格納されて調整作業が終了する。

【0062】

フィールド運用時には、電源投入時に本メモリ16に格納した値が読み出されて切替器25を介してベクトル補正器2に入力され、ベクトル補正器2の補正值が設定される。それにより、直交復調器13の誤差をキャンセルするベクトル補正処理を施したI, Q信号が負帰還増幅器に入力される。

【0063】

次に、直交復調器13の性能の経時変化や温度変化に追従した誤差の校正が行なわれる。校正には、送信するデータのフレームにおけるトレーニングタイミング又は既知の固定パターンのタイミングが利用される。これらトレーニングタイミング又は既知の固定パターンのタイミングにおいて、定期的に I_m , Q_m 信号間の誤差（ δ , κ ）を検出し、メモリ16の内容を更新するとともにベクトル補正器2の補正量を再設定することにより、工場出荷後のメンテナンスフリーが実現される。

【0064】

本動作を図8に示した送信フレームの一例を用いて説明する。図8aの送信フレーム50は、リニアライザプリアンプル部(LP)、プリアンプル部(P)、同期信号部(SW)及びデータ部から構成される。ここで、リニアライザプリアンプル部は送信機の各種トレーニングのためにフレームの先頭に設置されたトレーニングタイミング区間で、送信フレーム50における実際の送信信号は、リニアライザプリアンプル部以降の変調信号の部分(図8b)となる。また、プリアンプル部及び同期信号部は、受信機におけるタイミング同期を取るために送信される既知の固定パターンである。

【0065】

リニアライザプリアンプル部を利用する校正方法は、以下の通りである。図8のリニアライザプリアンプル部に、例えば前述の式(5)、式(6)で表されるテスト用のI、Q信号を挿入する(図8b)。誤差検出器30に、このI、Q信号を入力してIm、Qm信号間の誤差(δ , κ)を検出する。そして、リニアライザプリアンプル部の終了時に検出した値でベクトル補正器2の補正量を再設定し、送信データの送信を開始する。

【0066】

また、プリアンプル部及び同期信号部が固定パターンであることを利用する校正方法は、以下の通りである。まず、予めプリアンプル部又は同期信号部の固定パターンに対するI、Q信号の位相及び振幅の理想的な関係を調べ、その関係を誤差検出器30の基準としておく。運用時に、送信フレーム50のプリアンプル部のタイミング又は同期信号部のタイミングにおいて、上記基準からの誤差(δ , κ)を求め、ベクトル補正器2の補正量を設定する。

【0067】

以上の送信フレームのトレーニングタイミング又は既知の固定パターンのタイミングにおける校正処理を、送信フレーム毎に又は間欠の送信フレーム毎に即ち間欠的に実施することにより、直交復調器13の誤差の時間的な変化に追従する校正を実行することができる。

【0068】

【発明の効果】

以上、本発明によれば、負帰還増幅器の直交復調器に市販の IC を使用した場合において、変調精度を改善することができ、工場出荷後も自動的に直交復調器の校正を行なうことが可能な帰還増幅器を実現することができる。

【図面の簡単な説明】**【図 1】**

本発明に係る負帰還増幅器の校正方法の第 1 の実施の形態を説明するためのブロック図。

【図 2】

ベクトル補正器を説明するためのブロック図。

【図 3】

本発明の第 2 の実施の形態を説明するためのブロック図。

【図 4】

誤差検出器の動作を説明するための信号波形図。

【図 5】

誤差検出器を構成する位相差検出器の例を説明するためのブロック図。

【図 6】

位相差検出器の動作を説明するための信号波形図。

【図 7】

誤差検出器を構成する振幅差検出器の例を説明するためのブロック図。

【図 8】

送信フレームとテストタイミングの例を説明するための図。

【図 9】

従来の負帰還増幅器の校正方法の例を説明するためのブロック図。

【図 10】

直交復調器の誤差による信号点の歪みを説明するための図。

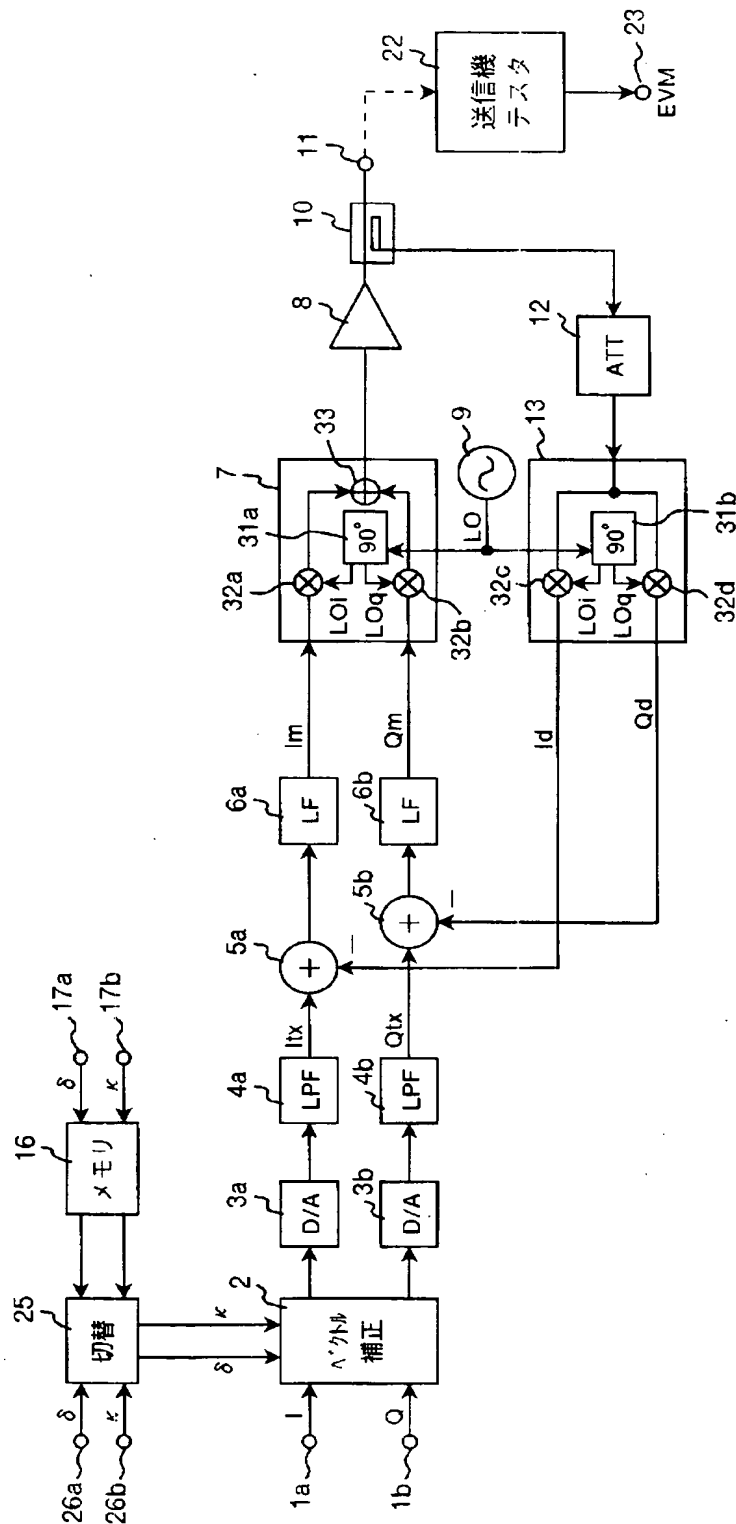
【符号の説明】

1, 17, 18, 20, 26, 38, 45…入力端子、2…ベクトル補正器、3…D/A 変換器、4…ローパスフィルタ、5, 27, 33…加算器、6…ループ

フィルタ、7…直交変調器、8…電力増幅器、9…局部発振回路、10…方向性結合器、11, 19, 23, 44, 49…出力端子、12…減衰器、13…直交復調器、14…位相差検出器、15…振幅差検出器、16…メモリ、22…送信機テスト、24…変換器、25…切替器、28…乗算器、30…誤差検出器、31…90度移相器、32…ミキサ、39…比較器、40…ANDゲート、41…カウンタ、42…フリップフロップ、43…減算器、46…ピークホールド回路、47…A/D変換器、48…割算器、50…送信フレーム、90…PN発生器、91…通信論理装置。

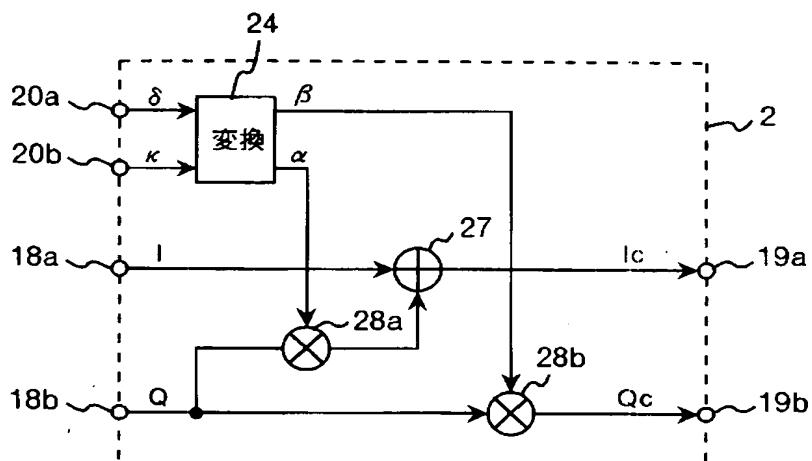
【書類名】 図面

【図 1】

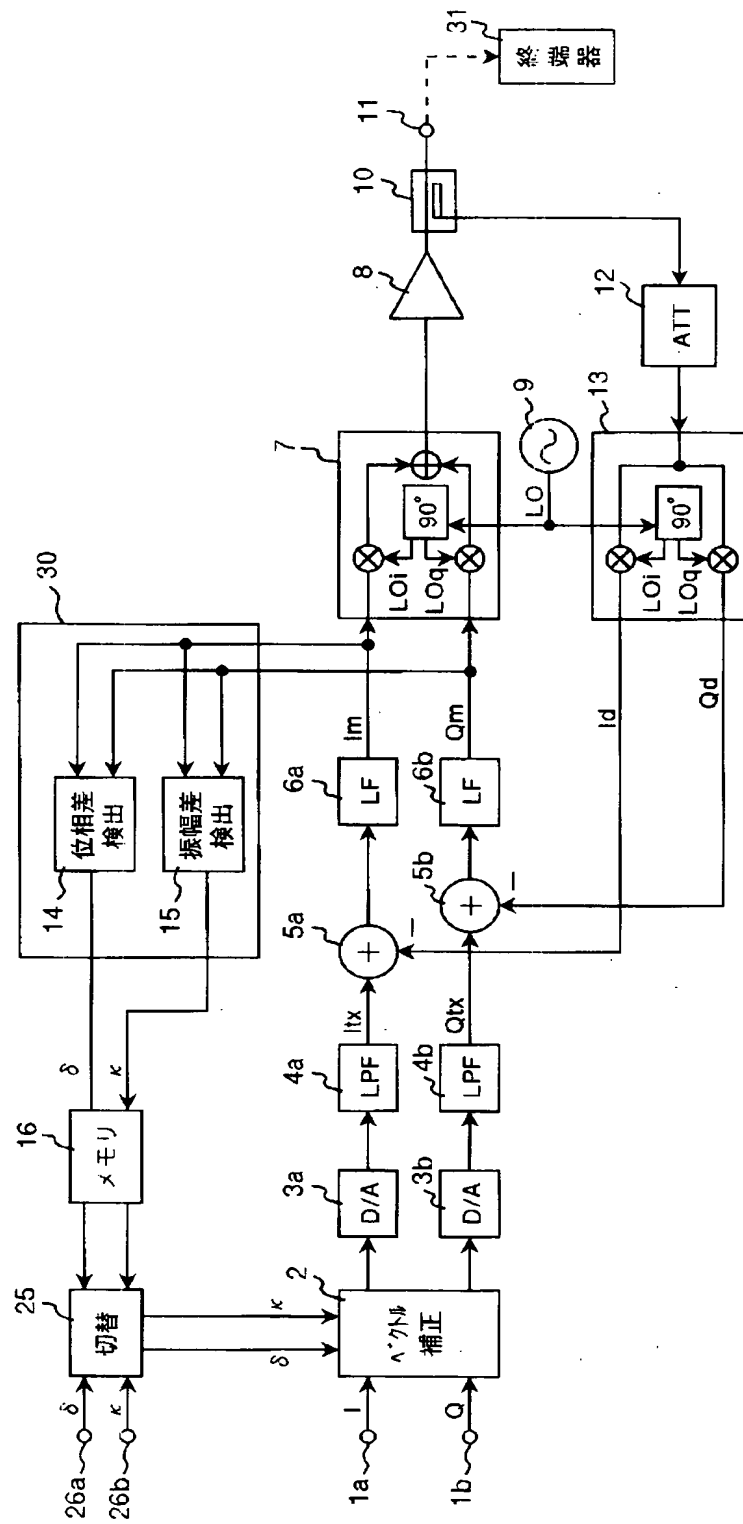


【図 2】

図 2

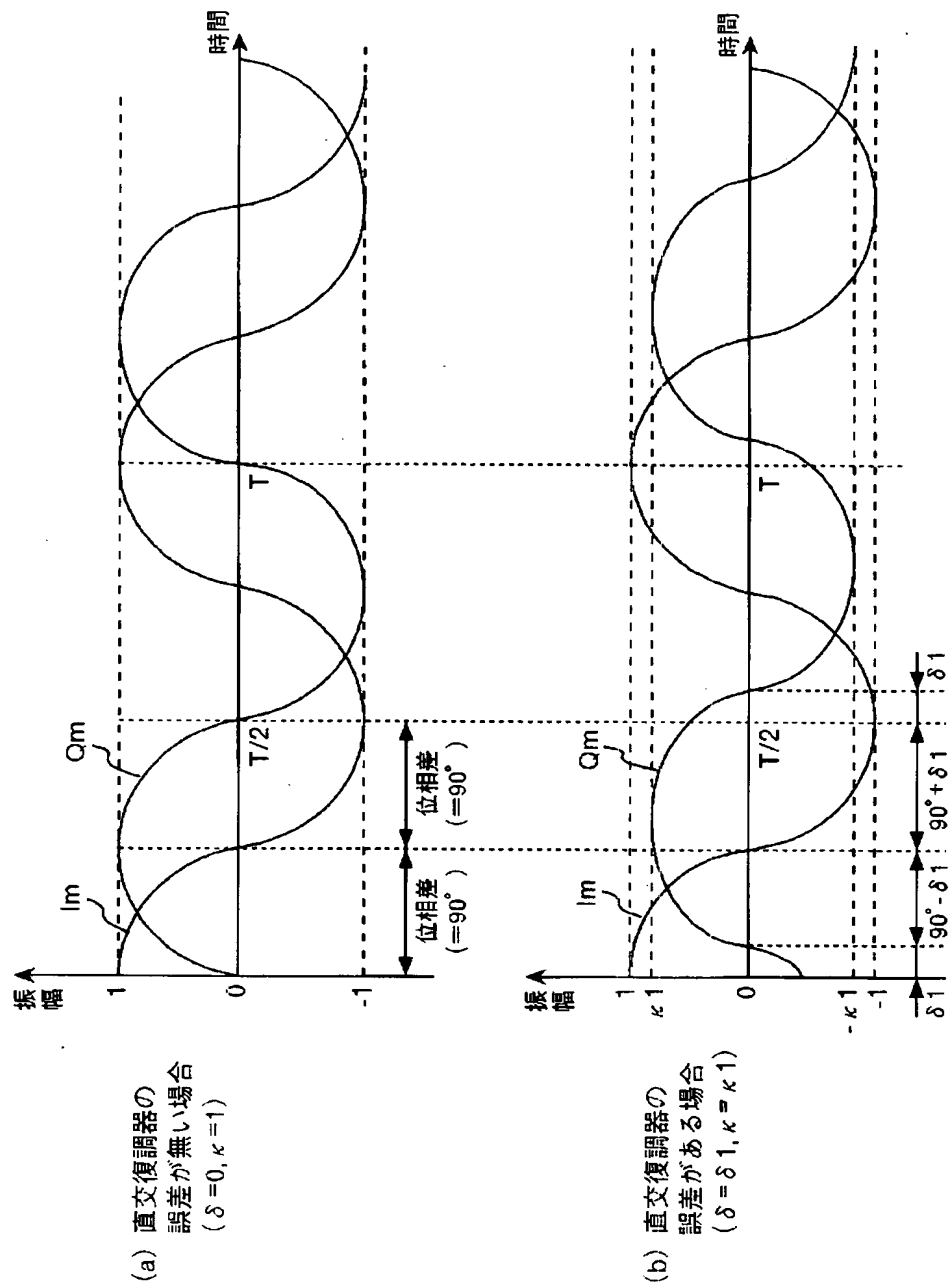


【図 3】



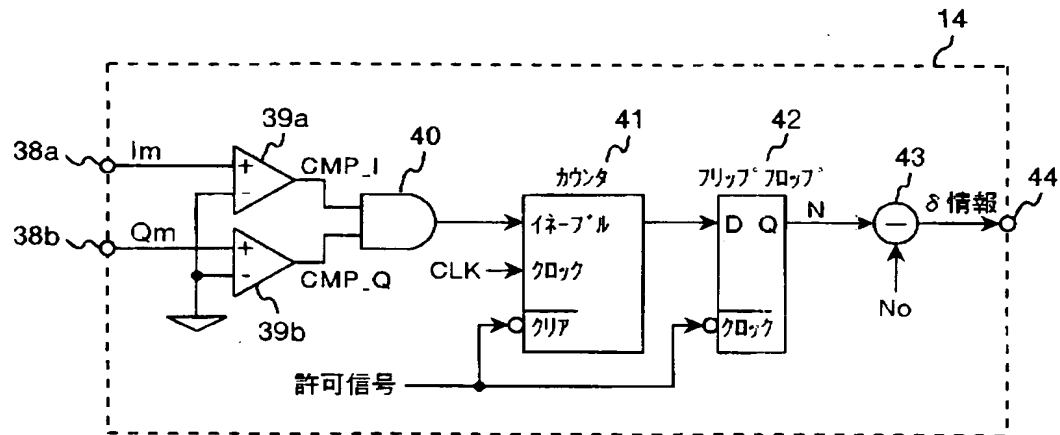
【図4】

図 4



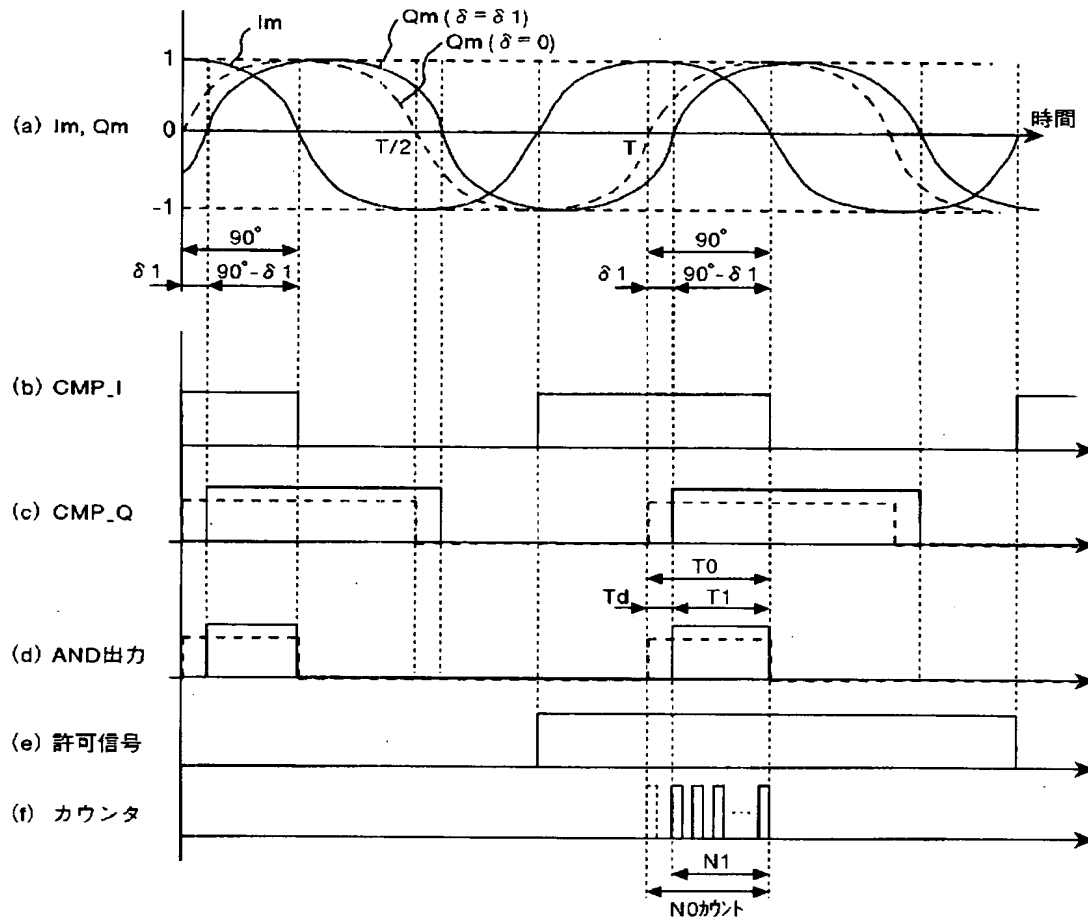
【図 5】

図 5



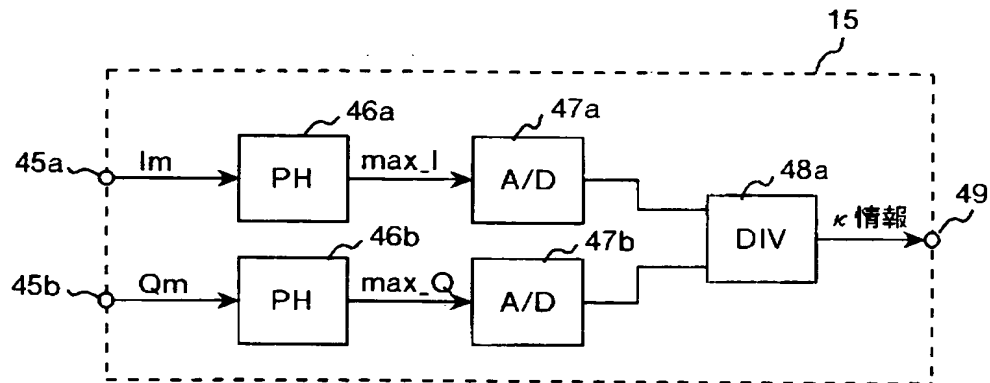
【図 6】

図 6



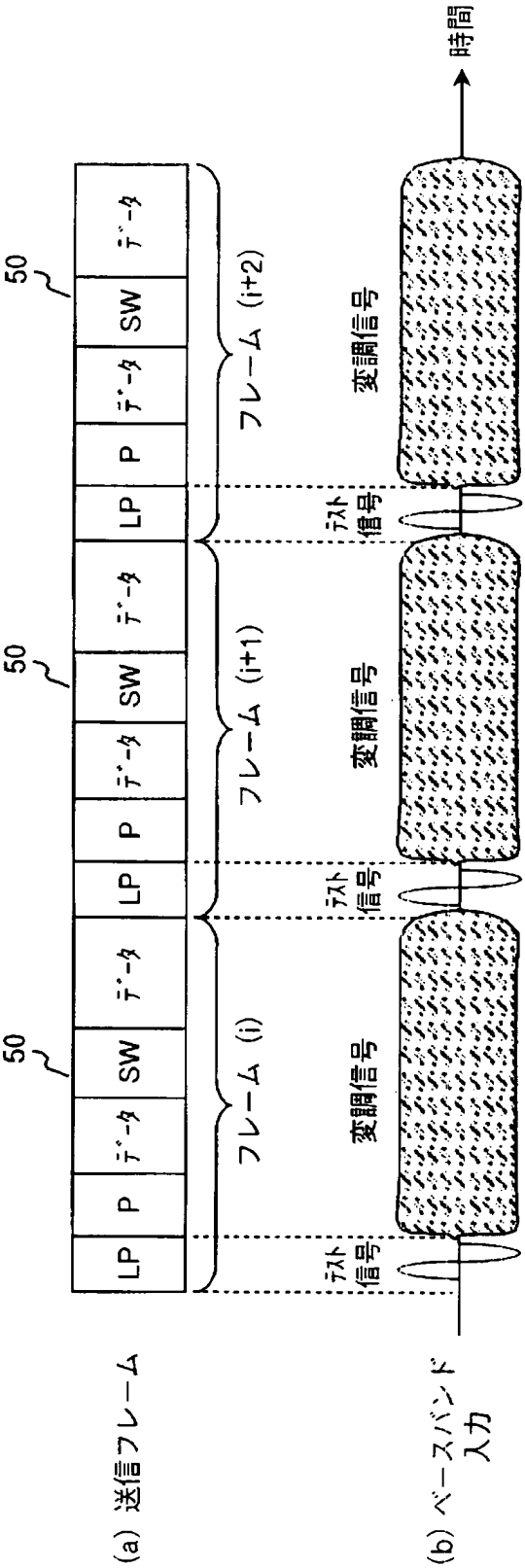
【図 7】

図 7



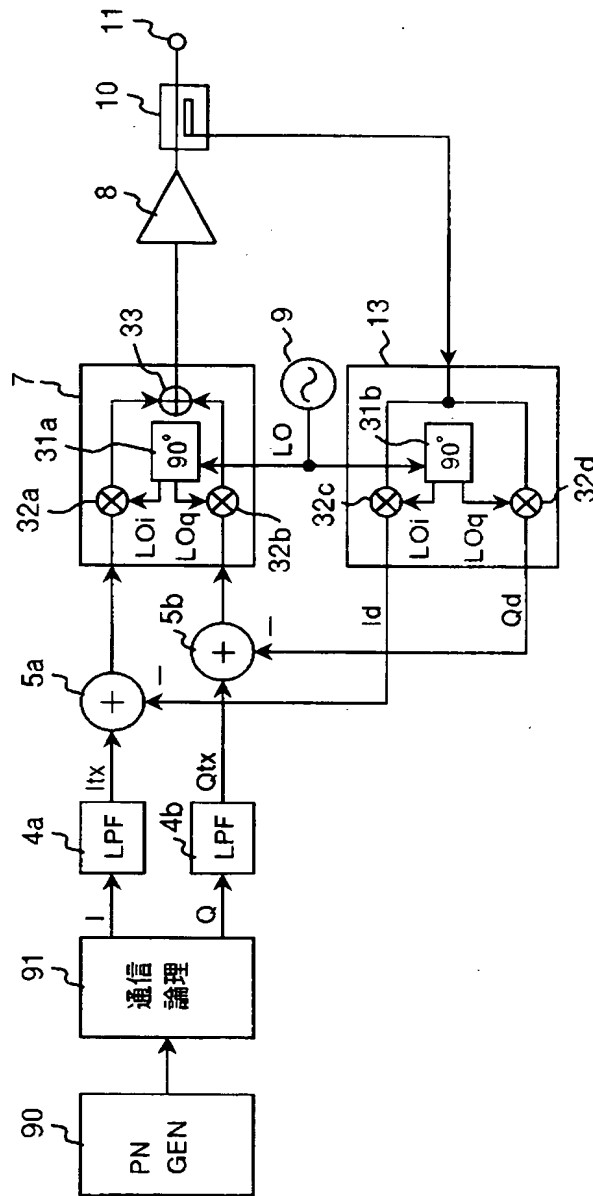
【図 8】

図 8



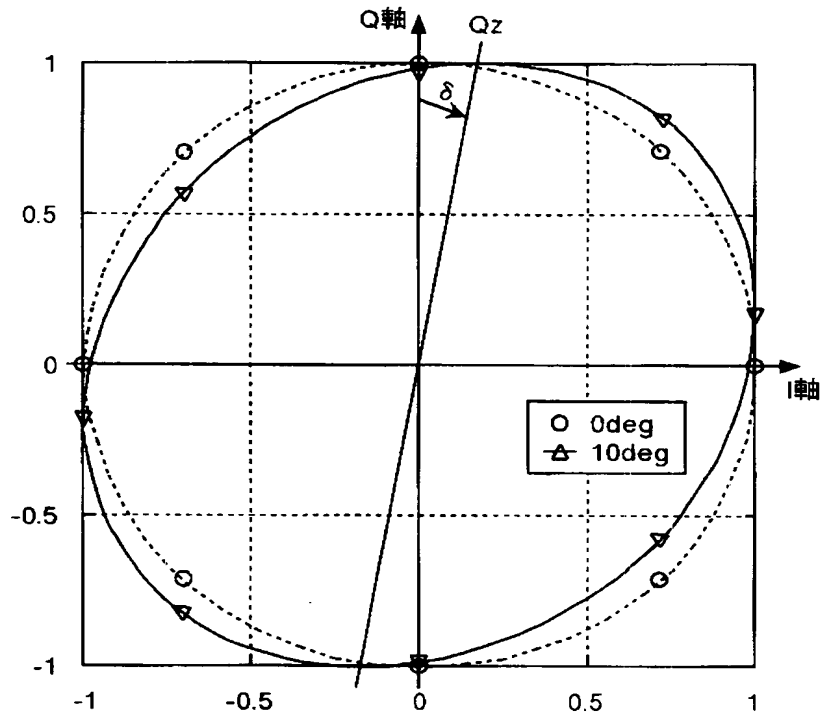
【図 9】

図 9



【図 10】

図 1.0



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 位相誤差及び振幅誤差を生じる直交復調器を使用した負帰還増幅器を校正する方法を提供すること。

【解決手段】 直交復調器 13 が出力する帰還ベースバンド信号の同相成分 I_d と直交成分 Q_d を加算器 5 に入力する負帰還増幅器の校正方法であって、工場調整時に、同相成分 I_d 及び直交成分 Q_d が持つ位相誤差及び振幅誤差を検出すると共に、検出した位相誤差及び振幅誤差をメモリ 16 に格納しておき、運用時にメモリ 16 に記憶した位相誤差及び振幅誤差を用いて、入力ベースバンド信号の同相成分 I と直交成分 Q に対してベクトル補正を施す。

【選択図】 図 3

特願 2 0 0 2 - 3 7 1 7 6 7

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 1 1 2 2]

1. 変更年月日

2 0 0 1 年 1 月 1 1 日

[変更理由]

名称変更

住 所

東京都中野区東中野三丁目 1 4 番 2 0 号

氏 名

株式会社日立国際電気